



①9 **BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES  
PATENTAMT**

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 41 00 556 A 1**

⑤7 Int. Cl.<sup>5</sup>:  
**G 01 D 5/24**  
// G 01 R 27/26

⑳ Aktenzeichen: P 41 00 556.2  
㉑ Anmeldetag: 10. 1. 91  
㉒ Offenlegungstag: 16. 7. 92

**DE 41 00 556 A 1**

⑦1 Anmelder:  
Diehl GmbH & Co, 8500 Nürnberg, DE

⑦2 Erfinder:  
Steffen, Eckhard, 8501 Schwarzenbruck, DE

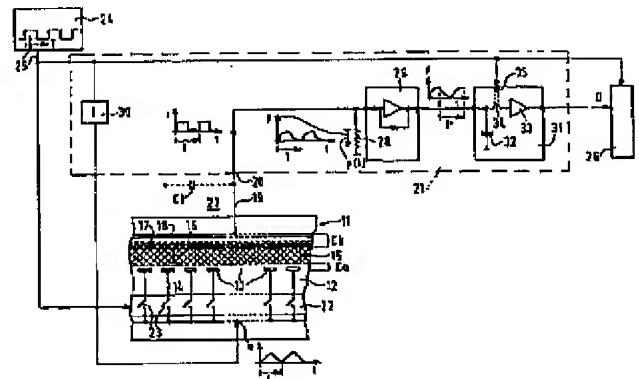
⑤6 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht zu ziehende Druckschriften:

DE 31 25 864 C2  
DE 30 13 284 C2  
DE-AS 15 66 847  
EP 01 84 584 A2

Electronic transducers for industrial measurement of low value capacitances. In: J. Phys. E: Sci Instrum. 21, 1988, S. 242-250;  
JP 62-142218 A. In: Patents Abstracts of Japan. P-642, Dec. 03, 1987, Vol. 11, No. 370;

⑤4 Abfrageschaltung für einen kapazitiven Positionsgeber

⑤7 Die Abfrageschaltung (21) für einen kapazitiven Positionsgeber (11), der mit einer zeitperiodischen Signalspannung ( $u(t)$ ) gespeist wird, soll für eindeutige und störunempfindliche Ausgabe eines mit möglichst geringem analogem schaltungstechnischem Aufwand gewinnbaren Abfragesignals ( $U$ ) ausgelegt werden, dessen Wert dem Überdeckungsgrad zwischen wenigstens einer Orts-Elektrode (13) und wenigstens einer relativ dazu linear oder kreisbogenförmig bewegbaren Abfrage-Elektrode (14) entspricht. Dafür werden alle Orts-Elektroden (13) zyklisch nacheinander mit der Signalspannung ( $u(t)$ ) beaufschlagt, was ausgangsseitig hinter der stellungabhängig variablen Meßkapazität ( $C_m$ ) einen kapazitiven Strom ( $i(t)$ ) zur Folge hat, der auf eine im Verhältnis zur Meßkapazität ( $C_m$ ) große parasitäre Leitungskapazität ( $C_l$ ) arbeitet. Die Abfrage dieser Querkapazität ( $C_l$ ) erfolgt nicht hochohmig, sondern praktisch im Kurzschluß, nämlich über einen ohmschen Lastwiderstand (28), der klein ist im Verhältnis zum kapazitiven Widerstand der Leitungskapazität ( $C_l$ ). Der daran abfallende Pegel ( $p(t)$ ) kann dann hochohmig weiterverarbeitet werden. Bei dreieckförmig verlaufender Signalspannung ( $u(t)$ ) verläuft der Pegel periodisch exponentiell in einen stationären Endwert, der als das überdeckungsabhängige Abfragesignal ( $U$ ) ausgegeben wird.



**DE 41 00 556 A 1**

Die Erfindung betrifft eine Abfrageschaltung gemäß dem Oberbegriff des Anspruches 1.

Derartige Maßnahmen sind eingangs in der DE-AS 15 66 847 zur interpolierenden Richtungspeilung oder in der EP-OS 01 84 584 zur Längen- und zur Winkel-Messung beschrieben. Im erstgenannten Falle werden die über kapazitive Kopplungen einlaufenden Informationen zunächst gruppenweise überlagert und gewichtet, ehe eine abschließende interpolierende Auswertung erfolgt; während im zweitgenannten Falle eine Phasenauswertung eines dreiphasig eingespeisten Drehfeldes erfolgt, um die relative Lage der Kondensator-Paarungen zueinander zu erfassen.

Problematisch ist allerdings, daß die auszuwertenden Informationen über eine kapazitive Reihenschaltung gewonnen werden, hinter der unvermeidlich die Querkapazität parasitärer Schaltungseinflüsse wirkt, die größenordnungsmäßig schwer bestimmbar und betriebsabhängig veränderlich sind. Am Ausgang dieser kapazitiven Teilerschaltung steht deshalb für die Weiterverarbeitung eine Spannungsamplitude an, die nicht nur vom momentanen Überdeckungsgrad der einander zugeordneten Kondensatorelektroden und damit von der Meßstellung des Positionsgebers abhängt, sondern auch von betriebsbedingten, zeitlich nicht konstanten Umwelteinflüssen. Das erschwert die Auswertung der, wegen der (im Verhältnis zur wirksamen Längskapazität) großen Querkapazität ohnehin kleinen, Ausgangsspannung am Positionsgeber. Die relativ großen Einflüsse von eingestreuten elektrischen Störungen sollen zusätzlich zwar umgebungsabhängig schwankenden Querkapazität einen wesentlichen Fehlerfaktor im für die Auswertung gelieferten Abfragesignal dar.

In Erkenntnis dieser Gegebenheiten liegt der Erfindung die Aufgabe zugrunde, eine Abfrageschaltung gattungsgemäßer Art zu schaffen, deren Funktion wenig anfällig gegen die typischen Störeinflüsse eines kapazitiven Positionsgebers ist.

Diese Aufgabe ist erfindungsgemäß im wesentlichen dadurch gelöst, daß die gattungsgemäße Abfrageschaltung gemäß dem Kennzeichnungsteil des Anspruches 1 ausgelegt ist.

Die Lösung beruht auf der Erkenntnis, daß die Abfrage des elektrisch einen kapazitiven Spannungsteiler darstellenden Positionsgebers weitgehend von den vorbeschriebenen typischen Störeinflüssen befreit ist, wenn entgegen der üblichen Spannungsabfrage nun eine Stromabfrage hinter dem Teiler erfolgt, so daß dieser praktisch im Kurzschluß betrieben wird. Denn der Laststrom ist dann praktisch unabhängig von Schwankungen der Größe der Querkapazität des Spannungsteilers. Dadurch ist mittels dieses Kurzschluß-Abfragestromes über den niedrigen Eingangswiderstand der Folgestufe, dann ein Pegel gewinnbar, der praktisch nur noch vom momentanen Überdeckungsgrad der Kondensatorelektroden des Positionsgebers und damit von der interessierenden Relativstellung abhängt, aber nicht mehr von der aufbau-bedingten und nicht konstanten Querkapazität.

Diesem relativ niederohmigen Belastungswiderstand des kapazitiven Teilers kann dann in herkömmlicher Weise ein Spannungsverstärker als Lese- oder Auskoppelverstärker nachgeschaltet werden, hinter dem der repräsentative Pegel als Maß für die aktuelle Elektroden-Überdeckung und damit als Maß für die Momentanstellung des Positionsgebers abgefragt wird. Der ana-

loge Schaltungsaufwand für diese Abfrage läßt sich minimieren und zugleich eine weitere Befreiung von Störeinflüssen realisieren, wenn der (von der, in den kapazitiven Positionsgeber eingespeisten, Signalspannung hervorgerufene) Ausgangsstrom kein differentielles, sondern ein integrales Zeitverhalten aufweist, also gegen Ende eines Auswertintervalles jeweils asymptotisch in einen als das gesuchte Abfragesignal abzufragendes stationären Endwert einläuft. Das wird mit einfachen Mitteln dadurch erreicht, daß die von einem Taktgenerator für die zentrale Steuerung gelieferte Rechteckimpulsfolge einerseits über einen Integrierer in eine symmetrische Dreiecksspannung als der einzuspeisenden Signalspannung umgewandelt wird und andererseits der Takt für die Ausgabe des Abfragesignales unmittelbar aus der Periodizität dieser Rechteckimpulsfolge abgeleitet wird. Denn der aus der Dreiecksspannung hinter dem kapazitiven Teiler des Positionsgebers gelieferte Strom als zeitlicher Differentialquotient der Spannung ist rechteckförmig, so daß der Pegel am niederohmigen Belastungswiderstand dieses kapazitiven Teilers gemäß der Zeitkonstante mit dem parasitären Querkondensator exponentiell auf einen dann bis zum Ende der Halbperiode praktisch konstanten Pegelwert ansteigt. Dieser kann, komplikationslos mittels einer Spannungsfolger-Halteschaltung, als die momentane Amplitude des Abfragesignales an die weitere Auswerteschaltung übergeben werden.

So ist ein berührungsloses kapazitives Positionsmeßverfahren für lineare oder rotatorische Bewegung einer Abfrageelektrode relativ zu einer Gruppe sequentiell angesteuerter ortsfester Elektroden realisiert, die durch Verzicht auf unmittelbare Spannungsabfrage am Ausgang des Positionsgebers nicht mehr durch unbekannte, in die parasitäre Querkapazität eingehende Aufbau- und Betriebs-Größen gestört wird und auch mit minimalem analogen Schaltungsaufwand eine störbefreite Ausgabe des stellungsabhängigen Pegels ermöglicht, indem der Rechteckstromverlauf einer eingespeisten Dreiecksspannung zunächst niederohmig in einen auszuwertenden Pegel umgesetzt wird. Dieser Pegel wird nicht kurzzeitig abgetastet, sondern von einer mitlaufenden Halteschaltung zur Ausgabe übernommen, so daß sich dabei kurzzeitige Störüberlagerungen in Form von Spannungsspitzen und von Spannungseinbrüchen bei Erreichen des stationären Endwertes weitgehend kompensiert haben.

Zusätzliche Alternativen und Weiterbildungen sowie weitere Merkmale und Vorteile der Erfindung ergeben sich aus den weiteren Ansprüchen und, auch unter Berücksichtigung der Darlegungen in der Zusammenfassung, aus nachstehender Beschreibung eines in der Zeichnung unter Beschränkung auf das Wesentliche nach Art eines Blockschaltbildes abstrahiert skizzierten bevorzugten Realisierungs- und Anwendungsbeispiels der erfindungsgemäßen Abfrageschaltung. Es zeigt:

Fig. 1 den Anschluß der Abfrageschaltung an einen kapazitiven Positionsgeber,

Fig. 2 ein vereinfachtes elektrisches Blockschaltbild für die an der Abfrageschaltung wirksamen Kapazitäten und

Fig. 3 einen niederohmigen Leseverstärker hinter dem kapazitiven Teiler.

Der in der Zeichnung in abgebrochener Darstellung skizzierte Positionsgeber 11 weist eine Gruppe von untereinander elektrisch nicht miteinander verbundenen, auf einem isolierenden Träger 12 angeordneten Orts-Elektroden 13 auf. Relativ zu diesen ist (wenigstens) eine

Abfrage-Elektrode 14 bewegbar, nämlich je nach der geometrischen Anordnung der Folge der Ortselektroden 13 linear verschiebbar oder kreisbogenförmig verschwenkbar gehalten. Dafür ist die (bzw. jede) Abfrage-Elektrode 14 isoliert auf einer am Träger (12) geführten Halterung 15 (in der Zeichnung kreuzschraffiert hervorgehoben) ausgebildet und über eine Verbindungs-Leiterbahn 16 elektrisch an eine ebenfalls auf der Halterung 15 angeordnete Auskoppel-Elektrode 17 angeschlossen, die als Streifen parallel zum Bewegungsweg der Halterung 15 relativ zum Träger 12 ausgebildet ist. Parallel zu dieser streifenförmigen Auskoppel-Elektrode 17 verläuft auf dem Träger 12 eine Übernahme-Elektrode 18, von der eine Anschlußleitung 19 an den Eingang 20 einer Abfrageschaltung 21 geführt ist, die relativ zum Träger 12 mit seinen Orts-Elektroden 13 stationär angeordnet ist.

Entgegen der vereinfachten Darstellung für vorliegende Zeichnung braucht die verschiebbare oder verschwenkbare Halterung 15 nicht in einer Ebene mit den dagegen stationären Elektroden 13, 18 angeordnet (also beispielsweise in eine grabenförmige Vertiefung des Trägers 12 eingelassen) zu sein; für einen gedrängten Aufbau insbesondere dann, wenn die Längserstreckung der Halterung 15 mit der streifenförmigen Auskoppel-Elektrode 17 sich über ein Kreisbogenstück verschwenken lassen soll, kann es zweckmäßiger sein, jeweils das Elektrodenpaar 13/14 und 17/18 quer zur Zeichenebene übereinander anzuordnen, also beispielsweise auf konzentrischen Zylindermantelflächen oder auf Kreis-sektoren (in der Zeichnung nicht ausgeführt). Auch ist es grundsätzlich gleichgültig, ob die Abfrage- und Auskoppel-Elektroden 14, 17 oder aber die Orts- und Übernahme-Elektroden 13, 18 jeweils relativ zur anderen Elektrodengruppe feststehen oder beweglich sind.

Die Orts-Elektroden 13 werden nacheinander zyklisch mit einer zeitperiodischen Signalspannung  $u(t)$  gespeist. Das erfolgt über eine Koppelschaltung 22, deren den einzelnen Orts-Elektroden 13 zugeordneten Schaltstrecken 23 nacheinander vorübergehend geschlossen werden. Diese Steuerung erfolgt zweckmäßigerweise aus einem zentralen Taktgeber 24, der eine Rechteckpulsfolge 25 der Periode  $T$  liefert. Zweckmäßigerweise erfolgt die Fortschaltung von einer zur nächsten Schaltstrecke 23 auf einer periodisch wiederholten Zählbasis, so daß in einer der Abfrageschaltung 21 und dem Taktgeber 24 nachgeschalteten Auswerteschaltung 26 stets bekannt ist, welche der Orts-Elektroden 13 momentan über ihre geschlossene Schaltstrecke 23 gespeist wird — und daß demzufolge die dagegen bewegliche Abfrage-Elektrode 14 sich gerade mit dieser hinreichend überlappt, wenn zu diesem Zeitpunkt von der Abfrageschaltung 21 das Abfragesignal  $U$  geliefert wird.

Die Folge der Schaltstrecken 23 in der Koppelschaltung 22 kann durch ein aus dem Taktgeber 24 gespeistes Schieberegister realisiert werden, wenn die aufeinanderfolgende Speisung der Orts-Elektroden 13 mit einer Rechteckspannung  $u(t)$  binär erfolgen soll. Anderenfalls sind die einzelnen Schaltstrecken 23 als individuell vorübergehend einschaltbare Analogschaltungen zu realisieren, etwa als Transistoren.

Der Signalfluß von der Einspeisung der Signalspannung  $u(t)$  zum Abfrage-Eingang 20 findet zwei in Serie geschaltete Kapazitäten  $C_a$  und  $C_k$  vor, die sich aus der jeweiligen Paarung der kleinen Elektroden 13-14 (Abfragekapazität  $C_a$ ) und der Streifen-Elektroden 17-18 (Koppel-Kapazität  $C_k$ ) ergeben. Gemäß dem ohmschen Gesetz für kapazitive Widerstände resultiert aus dieser

Serienschaltung eine insgesamt sehr kleine Meß-Kapazität  $C_m$  (siehe Fig. 2), die jedenfalls kleiner als die kleinste der beiden Serien-Kapazitäten  $C_a - C_k$  ist. Diese Meß-Kapazität  $C_m$  liegt im Längspfad eines kapazitiven Spannungsteilers, dessen Ableitung von einer parasitären Leitungskapazität  $C_l$  von einer Größe gebildet ist, die technologieabhängig und betriebsabhängig, also schaltungsmäßig schwer vorhersehbar ist und jedenfalls in der Größenordnung der Meßkapazität  $C_m$  oder auch darüber liegen kann. Deshalb schwankt für eine bestimmte Überdeckung der Abfrage mit einer Orts-Elektrode 13/14 die am Ausgang des kapazitiven Teilers 27 abgreifbare Spannung nach Maßgabe der aktuellen Verhältnisse der Leitungskapazität  $C_l$ ; d. h., die Schwankung der Ausgangsspannung an diesem Teiler 27 ist nicht unbedingt repräsentativ für den Grad der Überdeckung der Abfrage- und Orts-Elektroden 13-14, was die genau und reproduzierbar geforderte Stellungsabfrage mit einem erheblichen und nicht-systematischen, deshalb auswerteseitig nicht kompensierbaren Fehler belastet.

Diese Meßunsicherheit wird ganz wesentlich eingeschränkt, wenn entgegen der üblicherweise anzutreffenden Schaltungstechnik am Ausgang des Teilers 27 keine Spannung abgefragt wird, sondern ein Stromfluß  $i(t)$ . Dieser wird dadurch erzwungen, daß dem kapazitiven Teiler 27 ein Widerstand nachgeschaltet wird, der möglichst klein und jedenfalls klein im Verhältnis zur Größenordnung des komplexen Widerstands der parasitären Leitungskapazität  $C_l$  ist. Dadurch wird der kapazitive Teiler 27 praktisch auf Kurzschluß belastet, so daß der am kleinen Widerstand 28 abgreifbare, vom (Kurzschluß-)Strom  $i(t)$  als Spannungsabfall hervorgerufene Pegel  $p(t)$  praktisch unabhängig ist von der aufbaumäßig gegebenen und betriebsabhängig schwankenden Größe der parasitären Leitungskapazität  $C_l$ . Wenn die streifenförmigen Elektroden 17-18 des Positionsgebers 11 einander als geschlossene konzentrische Ringflächen gegenüberstehen, die Koppelkapazität  $C_k$  also unabhängig von der momentanen Relativstellung zwischen Halterung 15 und Träger 12 ist, dann hängt der aus der Stromabfrage umgesetzte Signal-Pegel  $p(t)$  in wünschenswerter Weise nur von dem momentanen Überdeckungsgrad der kleinen Elektroden 13-14, also der variablen Abfrage-Kapazität  $C_a$ , ab, so daß sich eine Interpolationsauswertung nach Maßgabe der momentanen Positionierung zwischen Abfrage-Elektrode 14 und Orts-Elektrode 13 durch einen üblichen Leseverstärker 29 mit hochohmigen Eingang (etwa realisiert als proportional-beschalteter Operationsverstärker) hinter dem kapazitiven Teiler 27 realisieren läßt. Schaltungstechnisch weniger aufwendig ist es, den niederohmigen Lastwiderstand in den Leseverstärker 29 einzubeziehen, indem dieser (Fig. 3) als Transistor-Emitterschaltung ausgelegt wird. Die Umsetzung des Laststromes  $i(t)$  in den auszukoppelnden Pegel  $p(t)$  erfolgt dann in der Basisbeschaltung 36 zur Festlegung des Transistor-Arbeitspunktes. Der in Abhängigkeit von der eingespeisten Signalspannung  $u(t)$  mit der Periode  $T$  schwankende Abfrage-Pegel  $p(t)$  hinter dem kapazitiven Teiler 27 erscheint also entsprechend verstärkt am Ausgang des Leseverstärkers 29 bzw. 29'.

Das Zeitverhalten des Pegels  $p(t)$  ist durch den Differentialquotienten der Signalspannung  $u(t)$  bestimmt, weil der Laststrom  $i(t)$  am Teiler 27 als kapazitiver Strom dem Differentialquotienten des  $du(t)/dt$  proportional ist. Die kapazitive Kopplung im Positionsgeber 11 würde also bei sinusförmiger Signalspannung  $u(t)$  einen

phasenverschobenen sinusförmigen Strom  $i(t)$  liefern, was aber für die Positionsbestimmung erheblichen analogen Schaltungsaufwand und eine gegen Störimpulse anfällige Spitzenwert-Auswertung des verstärkten Pegels  $p(t)$  erfordern würde. Noch ungünstiger sind auswerteseitig die Verhältnisse, wenn der kapazitive Positionsgeber 11 mit einer (etwa direkt aus dem Taktgeber 24 ableitbaren) rechteckförmigen Signalspannung  $u(t)$  gespeist würde, weil die Differentiation der Rechteckspannung in der Meß-Kapazität  $C_m$  zu einer Folge von jeweils umgekehrt gepolten großen Stromspitzen mit dazwischen steil abklingenden exponentiellen Stromübergängen führen würde. Die stark von Störungen beeinflussbaren Differentiationsstromspitzen sind aber zur Amplitudenauswertung nicht geeignet; und auch im steilen Anfangsbereich des aus der Spitze abfallenden Stromes treten starke betriebsabhängige Schwankungen der Momentanamplitude auf, die sich einem Meßwert verfälschend überlagern. In der Nähe des Nulldurchgangs zum Übergang auf die folgende Stromspitze umgekehrter Polarität ist die meßtechnische Erfassung einer Signalamplitude wegen des unterlagerten Rauschspektrums kritisch. Es müßte also für den aus dem Stromverlauf abgeleiteten Pegel ein Abtastzeitpunkt gewählt werden, der etwa bei einem Viertel der Periode  $T$  liegt, um einigermaßen störfreie und für das Meßsystem repräsentative Amplitudenwerte aus dem Verlauf zwischen den gegenpoligen Spitzenwerten ermitteln zu können. Das würde jedoch erheblichen schaltungstechnischen Zusatzaufwand bedeuten und dennoch von den geschilderten Störeinflüssen nicht frei werden.

Diese Probleme hinsichtlich der Abfrage des auszuwertenden Pegels  $p(t)$  sind gemäß einer weiterführenden Überlegung der Erfindung dadurch überwunden, daß die auszuwertende Information kein differentiellles, sondern ein integrales Zeitverhalten bekommt. Das läßt sich schaltungstechnisch sehr einfach dadurch realisieren, daß die in den Positionsgeber 11 eingespeiste Signalspannung  $u(t)$  als Dreiecksspannung vorgegeben wird, wie sie sich einfach über einen Integrierer 30 aus der Rechteckimpulsfolge des Taktgebers 24 ergibt. Das Zeitdifferential der sich abschnittsweise zeitlich linear ändernden Signalspannung  $u(t)$  ergibt dann wieder die Rechteckform, also hinter der Meßkapazität  $C_m$  in guter Näherung einen rechteck-impulsförmigen Stromverlauf  $i(t)$ . Wegen der dem Widerstand 28 parallel geschalteten Leitungskapazität  $C_l$  folgt der Pegel  $p(t)$  der idealen Rechteckform allerdings nur nach Maßgabe der wirksamen Zeitkonstante verzögert, aber am Ende jeder ersten Hälfte der Periode  $T$  ist ein Pegelwert  $p(t)$  stationär, und aufgrund des integralen Verhaltens von kurzen Störspitzen praktisch unbeeinflusst, erreicht, der repräsentativ für die Amplitude des Rechteckstromes  $i(t)$  und damit für den Überdeckungsgrad der gerade angesteuerten Orts-Elektrode 13 mit der Abfrage-Elektrode 14 ist.

Zum Auskoppeln dieses Spannungswertes bedarf es keiner vollständigen Abtast-Halte-Schaltung, es genügt eine ähnlich einem Spitzenwertgleichrichter arbeitende Folge-Halteschaltung 31. Die Spannung an ihrem Speicherkondensator 32, der größer als im Falle einer Abtast-Halteschaltung ausgelegt sein kann und dessen Ladezustand dadurch von Störimpulsen weniger beeinflussbar ist, folgt praktisch unverzögert dem zeitlichen Verlauf des Pegels  $p(t)$ . Jeweils am Ende eines Takt-Rechteckimpulses wird der Momentanpegel zur Ausgabe des Abfragesignales  $U$  an die Auswerteschaltung 26

am Speicherkondensator 32 über einen Entkopplungsverstärker 33 abgefragt, der in gegenüber der Taktgeber-Periode  $T$  verschobener Periode  $T'$  kurzzeitig an den Speicherkondensator 32 geschaltet wird. Diese verschobene Periode  $T'$  ergibt sich funktional sicher und schaltungstechnisch denkbar einfach, indem die Ansteuerung des Übergabeschalters 34 über einen dynamischen Eingang 35 erfolgt, der auf eine differentiell negative Flanke anspricht, also auf jeweils das Ende eines Rechteckimpulses zur Halbzeit der Taktgeber-Periode  $T$ .

In der Auswerteschaltung 26 wird dann in als solcher bekannter Weise festgestellt, vor welcher Orts-Elektrode 13 die Abfrage-Elektrode 14 gerade steht, welche Relativposition (lineare Strecke oder Winkelstellung) die Halterung relativ zum Träger 12 gerade einnimmt; mit einer Stellungs-Interpolationsmöglichkeit aufgrund des reduzierten Abfrage-Signales  $U$  bei nur teilweiser Überdeckung dieses Elektrodenpaares 13-14. In der Zeichnung ist nicht berücksichtigt, daß in der Praxis zur feineren Interpolation häufig mehrere Abfrage-Elektroden 14 auf einer Halterung 15 angeordnet sind, die sich in unterschiedlichem Maße mit unterschiedlichen Orts-Elektroden 13 überdecken; bzw. daß Elektrodengruppen unterschiedlicher Abmessungen in Meßrichtung vorgesehen sind, um Grob- und Fein-Interpolationen in der Auswerteschaltung 26 durchführen zu können.

#### Patentansprüche

1. Abfrageschaltung (21) für einen kapazitiven Positionsgeber (11), der mit einer zeitperiodischen Signalspannung ( $u(t)$ ) gespeist ist, dadurch gekennzeichnet, daß der kapazitive Ausgangsstrom ( $i(t)$ ) des Positionsgebers (11) über einen Widerstand (28) in das auszugebende Abfragesignal umgewandelt wird, der klein ist im Verhältnis der Größenordnung des kapazitiven Widerstandes einer aufbauabhängigen parasitären Leitungskapazität ( $C_l$ ), die parallel zum Belastungs-Widerstand (28) und damit quer zur variablen Meßkapazität ( $C_m$ ) im Positionsgeber (11) wirkt.
2. Abfrageschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Pegel ( $p(t)$ ) über dem kleinen Lastwiderstand (28) hochohmig über einen Leseverstärker (29) abgefragt ist.
3. Abfrageschaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Strom ( $i(t)$ ) am Ausgang des Positionsgebers (11) von einer Signalspannung ( $u(t)$ ) hervorgerufen wird, die einen dreieckförmigen Verlauf über der Zeit ( $t$ ) aufweist.
4. Abfrageschaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß sie eine Folge-Halteschaltung (31) enthält, deren Eingangsgröße dem periodisch asymptotisch auf einen Sättigungswert ansteigenden Pegelverlauf ( $p(t)$ ) folgt, mit Ausgabe dieses stationären Endwertes als dem Abfragesignal ( $U$ ).
5. Abfrageschaltung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die dreieckförmige Signalspannung ( $u(t)$ ) aus der Rechteckimpulsfolge (25) eines zentralen Taktgebers (24) über einen Integrierer (30) gewonnen ist und jeweils zur Hälfte dessen Periode ( $T$ ) die Ausgabe des Abfragesignales ( $U$ ) aus dem Taktgeber (24) angesteuert wird.

Hierzu 1 Seite(n) Zeichnungen

— Leerseite —

